



[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

Partial English Translation of Japanese Laid-Open  
Patent Application No. H11-275164

[0007]

Incidentally, in addition to the above functions, a system for optimizing an instantaneous transmission power has been proposed. It is known that an optimal characteristic is developed in a single cell. A principle diagram of an adaptive modulation system is shown in Fig. 15(a). In Fig. 15(a),  $x(i)$  denotes a transmission signal outputted from a transmitter 1501 in an A station which is a first station,  $y(i)$  denotes a reception signal received by a receiver 1501 in a B station which is a second station opposed to the A station,  $g(i)$  denotes fading fluctuation to which the transmission signal  $x(i)$  received from the A station in a channel 1502 connecting the A station and the B station is subjected,  $n(i)$  denotes a noise signal superimposed on the transmission signal  $x(i)$  transmitted from the A station in the channel 1502.

[0008]

As a bidirectional communication system, a system where two sets of transmission directions opposed to each other are provided is present as shown in Fig. 15(a). When the channel 1502 is a channel where fading in a first direction (A station  $\rightarrow$  B station) link and

fading in a second direction (B station  $\rightarrow$  A station) link are correlated with each other, for example, a TDD channel (time division duplex) system, the following control is performed.

[0009]

First, a channel estimator 1506 on the first direction link in the receiver 1501 in the B station estimates a power gain of the channel 1502 on the basis of information on modulation level (modulation index) contained in the reception signal  $y(i)$  and notifies the calculated estimation information to a demodulator/modulator 1507 in the receiver 1501 in the B station. The demodulator/decoder 1507 performs demodulating/modulating processing corresponding to the estimation information on the reception signal  $y(i)$  received from the first direction. The channel estimator 1506 in the receiver 1501 in the B station notifies the estimation information calculated thereby (or estimation information obtained by extrapolation performed thereto) to an adaptive modulation/encoder 1504 on the second direction link in the transmitter 1501 in the B station. The adaptive modulation/encoder 1504 sets modulation level information according to the notified estimation information and transmits the same together with the modulation level information to the second direction link in the channel 1502.

[0010]

The channel estimator 1506 on the second direction link in the receiver 1501 in the A station estimates a power gain in the channel 1502 on the basis of the modulation level information included in the reception signal  $y(i)$  to notify the calculated estimation information to the demodulator/decoder 1507 in the receiver 1501 in the A station. The demodulator/decoder 1507 performs demodulating/decoding processing corresponding to the estimation information on the reception signal  $y(i)$  received from the second direction link. The channel estimator 1506 in the receiver 1501 in the A station notifies the estimation information calculated thereby (or estimation information obtained by extrapolation performed thereto) to the adaptive modulator/encoder 1504 on the first direction link in the transmitter 1501 in the A station. The adaptive modulator/encoder 1504 sets modulation level information according to the notified estimation information to transmit the transmission signal  $x(i)$  together with modulation level information to the first direction link in the channel 1502.

[0011]

A ping-pong transmission of the modulation level information is realized in this manner. On the other hand, when the channel 1502 is a channel where fading

in the first direction link and fading in the second direction link are not correlated with each other, for example, an FDD (frequency division duplex) channel, the following control is performed.

[0012]

First, the channel estimator 1506 on the first direction link in the receiver 1501 in the B station estimates a power gain in the channel 1502 on the basis of modulation level information included in a reception signal  $y(i)$  to notify the calculated estimation information to the demodulator/decoder 1507 in the receiver 1501 in the B station. The demodulator/decoder 1507 performs demodulating/modulating processing corresponding to the estimation information on the reception signal  $y(i)$ . The channel estimator 1506 in the receiver 1501 in the B station feeds back the estimation information calculated thereby (or estimation information obtained by extrapolation performed thereto) to the adaptive modulation/encoder 1504 on the first direction link in the transmitter 1501 (Fig. 15(a)) in the A station using a feedback channel 1508. The adaptive modulation/encoder 1504 sets the modulation level information fed back and sends the transmission signal  $x(i)$  as well as the modulation level information to the first direction link in the channel 1502.

[0013]

Regarding the second direction link, just the same feedback mechanism as the above is required. In Fig. 15(a), a power control unit 1505 in the transmitter 1501 realizes the above-described power adaptive processing.

[0014]

Fig. 15(b) is a diagram of signal point arrangements of respective modulation systems which can be selected in the adaptive modulator/encoder 1504 in the transmitter 1501 and the demodulator/decoder 1507 in the receiver 1501, where such a modulation system as QPSK (Quadri-Phase Shift Keying), 16QAM (16 Qardrature Amplitude Modulation), 64OAM or the like can be selected.

[0015]

As described above, since the adaptive modulation system has a processing unit concerning an adaptive control of a modulation system, it has a tradeoff regarding communication characteristics and an computation amount (complexity), as compared with a non-adaptive modulation system.

Fig. 15

Diagram for explaining principle of adaptive modulation system

1501: transmitter

1502: channel

1503: receiver

1404: adaptive modulator/encoder

1505: power controller

1507: demodulator/decoder

1506: channel estimator

1508: feedback channel

transmitter for another link

(a) system model

(b) signal point arrangement examples of respective modulation systems



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-275164

(43) 公開日 平成11年(1999)10月8日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup>

識別記号

F I

H 0 4 L 27/34  
27/18

H 0 4 L 27/00  
27/18

E  
Z

審査請求 未請求 請求項の数19 O L (全 22 頁)

(21) 出願番号 特願平10-70797

(22) 出願日 平成10年(1998)3月19日

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号

(72) 発明者 吉田 誠

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内

(74) 代理人 弁理士 大菅 義之 (外1名)

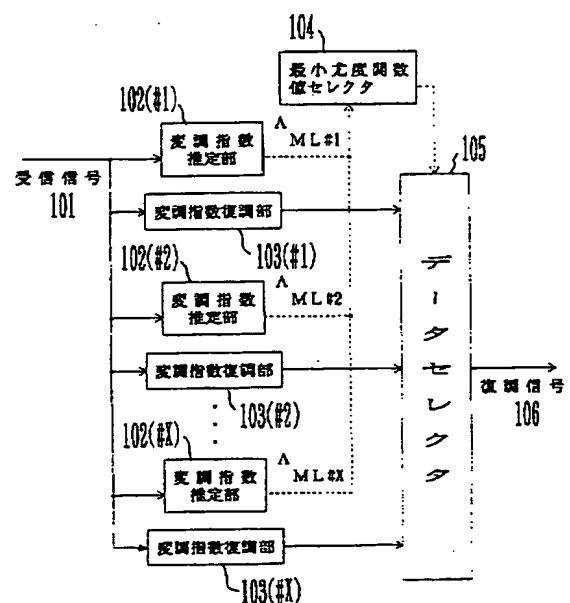
(54) 【発明の名称】 適応変調方式

(57) 【要約】

【課題】 移动通信システム等に適用可能であって、特にチャネルパワー利得に基づいて変調指数を変化させる適応変調方式において、送信側において制御信号を何ら送信することなく、受信側において変調指数を最尤推定可能とすることにより、信号の伝送効率の低下を防止することにある。

【解決手段】 送信時の変調指数の情報が付加されていない受信信号101に対し、各変調指数推定部102は、各変調指数毎の搬送波電力の平均値若しくは分散値を算出し、それらと、各変調指数毎に予め規定される搬送波電力の基準平均値若しくは基準分散値との差をその各変調指数毎の尤度関数値 $\Lambda_{ML\#1} \sim \Lambda_{ML\#X}$ として算出する。最小尤度関数値セクタ104は、これらの尤度関数値のうち最尤値を有する尤度関数値に対応する変調指数を選択し、データセクタ105に対して、それに対応する変調指数復調部103の出力を復調信号106として選択させる。

本発明の原理図



ML : Modulation Level

## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 伝搬路の状況に応じて適応的に変調指数を変化させる無線伝送方法であって、

送信時の変調指数の情報が付加されていない受信信号に対して、各変調指数における搬送波電力の平均値又は期待値を算出し、

該算出された各変調指数における搬送波電力の平均値又は期待値と、該各変調指数毎に予め規定される前記搬送波電力の基準平均値又は基準期待値との差を該各変調指数毎の尤度値として算出し、

該各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数を、前記受信信号の変調指数として推定する、過程を含むことを特徴とする無線伝送方法。

【請求項 2】 請求項 1 に記載の方法であって、受信シンボル毎に尤度計算を行うことにより、前記尤度値の絶対値を小さくする、

過程を含むことを特徴とする無線伝送方法。

【請求項 3】 伝搬路の状況に応じて適応的に変調指数を変化させる無線伝送方法であって、

送信時の変調指数の情報が付加されていない受信信号に対して、各変調指数における搬送波電力の分散値を算出し、

該算出された各変調指数における搬送波電力の分散値と、該各変調指数毎に予め規定される前記搬送波電力の基準分散値との差を該各変調指数毎の尤度値として算出し、

該各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数を、前記受信信号の変調指数として推定する、過程を含むことを特徴とする無線伝送方法。

【請求項 4】 伝搬路の状況に応じて適応的に変調指数を変化させる無線伝送方法であって、

送信時の変調指数の情報が付加されていない受信信号に対して、各変調指数における搬送波電力の標本分散値を算出し、

該算出された各変調指数における搬送波電力の標本分散値と、該各変調指数毎に予め規定される前記搬送波電力の基準標本分散値との差を該各変調指数毎の尤度値として算出し、

該各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数を、前記受信信号の変調指数として推定する、過程を含むことを特徴とする無線伝送方法。

【請求項 5】 伝搬路の状況に応じて適応的に変調指数を変化させる無線伝送方法であって、

送信時の変調指数の情報が付加されていない受信信号に対して、各変調指数における搬送波電力の分散値を算出し、

該算出された各変調指数における搬送波電力の分散値と、該各変調指数毎に予め規定される前記搬送波電力の基準標本分散値との差を該各変調指数毎の尤度値として算出し、

該各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数を、前記受信信号の変調指数として推定する、過程を含むことを特徴とする無線伝送方法。

【請求項 6】 請求項 1 乃至 5 の何れか 1 項に記載の方法であって、

システムにおいて許容された推定誤り率に応じて、同一の変調指数で送信される信号の推定ブロック長を設定する、

過程を含むことを特徴とする無線伝送方法。

【請求項 7】 請求項 1 乃至 5 の何れか 1 項に記載の方法であって、

受信信号レベルを取得し、

該受信信号レベルに基づいて、前記尤度値を算出する変調指数の範囲を限定する、

過程を含むことを特徴とする無線伝送方法。

【請求項 8】 請求項 1 乃至 5 の何れか 1 項に記載の方法であって、

前回の推定時に推定された変調指数に基づいて、今回の推定時に前記尤度値を算出する変調指数の範囲を限定する、

過程を含むことを特徴とする無線伝送方法。

【請求項 9】 請求項 1 乃至 5 の何れか 1 項に記載の方法であって、

他の最尤判定アルゴリズムにおいて算出された信号点間距離情報があるスレッシュホールドを越えた場合に、その変調指数においてはそれ以降の前記尤度値の推定演算を中止する、

過程を含むことを特徴とする無線伝送方法。

【請求項 10】 請求項 1 乃至 5 の何れか 1 項に記載の方法であって、

送信時の変調指数を固定に設定することにより非適応変調方式を実現する、過程を含むことを特徴とする無線伝送方法。

【請求項 11】 伝搬路の状況に応じて適応的に変調指数を変化させる無線伝送装置であって、

送信時の変調指数の情報が付加されていない受信信号に対して、各変調指数における搬送波電力の平均値又は期待値を算出する回路と、

該算出された各変調指数における搬送波電力の平均値又は期待値と、該各変調指数毎に予め規定される前記搬送波電力の基準平均値又は基準期待値との差を該各変調指数毎の尤度値として算出する回路と、

該各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数を、前記受信信号の変調指数として推定する回路と、を含むことを特徴とする無線伝送装置。

【請求項 12】 請求項 11 に記載の方法であって、前記各変調指数毎に、

受信シンボル毎にその二乗値を計算する回路と、

その二乗値からその変調指数に予め規定される前記搬送波電力の基準平均値又は基準期待値を減算する回路と、

該減算結果を所定シンボル数だけ累算する回路と、  
該累算結果の絶対値を演算し、その演算結果をその変調  
指数の尤度値として出力する回路と、  
を含むことを特徴とする無線伝送装置。

【請求項 13】 伝搬路の状況に応じて適応的に変調指  
数を変化させる無線伝送装置であって、  
送信時の変調指数の情報が付加されていない受信信号に  
対して、各変調指数における搬送波電力の分散値を算出  
する回路と、  
該算出された各変調指数における搬送波電力の分散値  
と、該各変調指数毎に予め規定される前記搬送波電力の  
基準分散値との差を該各変調指数毎の尤度値として算出  
する回路と、  
該各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指  
数を、前記受信信号の変調指数として推定する回路と、  
を含むことを特徴とする無線伝送装置。

【請求項 14】 伝搬路の状況に応じて適応的に変調指  
数を変化させる無線伝送装置であって、  
送信時の変調指数の情報が付加されていない受信信号に  
対して、各変調指数における搬送波電力の標本分散値を  
算出する回路と、  
該算出された各変調指数における搬送波電力の標本分散  
値と、該各変調指数毎に予め規定される前記搬送波電力  
の基準標本分散値との差を該各変調指数毎の尤度値とし  
て算出する回路と、  
該各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指  
数を、前記受信信号の変調指数として推定する回路と、  
を含むことを特徴とする無線伝送装置。

【請求項 15】 伝搬路の状況に応じて適応的に変調指  
数を変化させる無線伝送装置であって、  
送信時の変調指数の情報が付加されていない受信信号に  
対して、各変調指数における搬送波電力の分散値を算出  
する回路と、  
該算出された各変調指数における搬送波電力の分散値  
と、該各変調指数毎に予め規定される前記搬送波電力の  
基準標本分散値との差を該各変調指数毎の尤度値として  
算出する回路と、  
該各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指  
数を、前記受信信号の変調指数として推定する回路と、  
を含むことを特徴とする無線伝送装置。

【請求項 16】 請求項 11 乃至 15 の何れか 1 項に記  
載の装置であって、  
システムにおいて許容された推定誤り率に応じて、同一  
の変調指数で送信される信号の推定ブロック長を設定す  
る、  
ことを特徴とする無線伝送装置。

【請求項 17】 請求項 11 乃至 15 の何れか 1 項に記  
載の装置であって、受信信号レベルを取得する回路と、  
該受信信号レベルに基づいて、前記尤度値を算出する変  
調指数の範囲を限定する回路と、

を含むことを特徴とする無線伝送装置。

【請求項 18】 請求項 11 乃至 15 の何れか 1 項に記  
載の装置であって、  
前回の推定時に推定された変調指数を記憶する回路と、  
該記憶されている前回の推定時に推定された変調指数に  
基づいて、今回の推定時に前記尤度値を算出する変調指  
数の範囲を限定する回路と、  
を含むことを特徴とする無線伝送装置。

【請求項 19】 請求項 11 乃至 15 の何れか 1 項に記  
載の装置であって、  
他の最尤判定アルゴリズムにおいて算出された信号点間  
距離情報があるスレッシュホールドを越えた場合に、その  
変調指数においてはそれ以降の前記尤度値の推定演算を中  
止する回路を含む、  
ことを特徴とする無線伝送装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、移動通信システム  
等に適用可能であって、特にチャネルパワー利得に基づ  
いて変調指数を変化させる適応変調方式に関する。

【0002】

【従来の技術】ディジタル通信、特に移動通信システム  
においては、外乱であるフェージング変動によって、回線  
品質（例えばビット誤り率）が著しく劣化することが知  
られている。これは、信号波が、散乱波を含む遅延波に  
よる影響を受ける結果、生じる現象であり、信号波の振  
幅及び位相の変動が時变的に発生する。このフェージン  
グ変動の範囲は数十 dB である。

【0003】フェージングチャネルに適応しない変調方  
式（以後、非適応変調方式と呼ぶ）は、変調指数（Modu  
lation Level）（及び送信電力）が固定である変調方式  
である。この変調方式が採用される場合には、フェージ  
ングによりレベルが落ち込む（ディープフェードする）  
期間においてシステムが許容できる特性を維持するため  
に、かなり大きなリンクマージンを確保する必要があっ  
た。リンクマージンを確保するためには、例えば、伝送  
帯域を犠牲にした強力な誤り訂正を適用しなければならない。即ち、非適応変調方式が採用されるシステムは最  
悪状態を基準として設計されている。このため、このよ  
うなシステムでは、良好及び劣悪なチャネル状態が時变的  
に発生するフェージングチャネルにおいて、通信容量  
（チャネルキャパシティ）が 100% 活用されていなかった。

【0004】近年、このフェージングチャネルにおける  
チャネルキャパシティを 100% 活用することを目的と  
した適応変調方式の研究開発が活発に行われている。変  
調方式のビット誤り率特性（受信機特性）は、その変調  
方式における信号点間距離、即ち  $E_b/N_0$ （若しくは  
 $E_s/N_0$ ）に依存しており、これは変調方式によらな  
い。

【0005】通信特性を向上させるための誤り訂正技術も、冗長ビットを用いることによりこの信号点間距離を等価的に拡大する技術である。非適応変調方式が採用される従来システムでは、要求ビット誤り率が最悪条件において満たされることを基準にした最悪値設計を行っている。しかし、最悪条件の時間率は、一般にかなり小さい。このため、大部分の時間においては、要求ビット誤り率若しくは要求 $E_b/N_0$ よりも良好な状態で、通信が行われていることになる。そこで、チャネル状態に応じて、送信電力レベル、伝送シンボルレート、変調指数、誤り訂正における符号化率（若しくは訂正方式）、及びこれらの組合せを適応的に変化させて、要求ビット誤り率を維持するように制御することによって、最適伝送を実現できる。これが適応変調方式の原理である。

【0006】即ち、適応変調方式が採用されるシステムにおいては、チャネル状態の良好な期間では、情報ができるだけ多く伝送され、チャネル状態が劣悪な期間では、伝送レートが下げられ又は送信が中断される。

【0007】なお、上記機能に加えて、瞬時送信電力をも最適化する方式も提案されているが、単一セルでは最もよい特定を示すことが知られている。適応変調方式の原理図を、図15(a)に示す。この図において、 $x(i)$ は第1の局であるA局の送信機1501から出力される送信信号、 $y(i)$ はA局に対向する第2の局であるB局の受信機1501で受信される受信信号、 $g(i)$ はA局とB局を接続するチャネル1502においてA局から送信された送信信号 $x(i)$ が受けるフェージング変動、 $n(i)$ はチャネル1502においてA局から送信された送信信号 $x(i)$ に重畳されるノイズ信号である。

【0008】双方向通信システムの場合には、伝送方向が互いに逆である2組の図15(a)に示されるシステムが存在する。チャネル1502が、第1方向（A局→B局）リンクのフェージングと第2方向（B局→A局）リンクのフェージングとが相関のあるチャネル、例えばTDD（時分割）チャネルである場合には、下記制御が実行される。

【0009】まず、第1方向リンク上のB局の受信機1501内のチャネル推定器1506は、受信信号 $y(i)$ に含まれる変調指数情報に基づいてチャネル1502のパワー利得を推定し、算出した推定情報をそのB局の受信機1501内の復調/復号器1507に通知する。その復調/復号器1507は、第1方向リンクから受信した受信信号 $y(i)$ に対して、上記推定情報に応じた復調/復号処理を実行する。また、上記B局の受信機1501内のチャネル推定器1506は、それが算出した推定情報（或いはこれに外挿補間を行って得られる推定情報）を、第2方向リンク上のB局の送信機1501内の適応変調/符号器1504に通知する。この適応変調/符号器1504は、その通知された推定情報に従って変調指数情報を設定し、送信信号 $x(i)$ を上記変調指数情報

と共にチャネル1502内の第2方向リンクに送信する。

【0010】第2方向リンク上のA局の受信機1501内のチャネル推定器1506は、受信信号 $y(i)$ に含まれる変調指数情報に基づいてチャネル1502のパワー利得を推定し、算出した推定情報をそのA局の受信機1501内の復調/復号器1507に通知する。その復調/復号器1507は、第2方向リンクから受信した受信信号 $y(i)$ に対して、上記推定情報に応じた復調/復号処理を実行する。また、上記A局の受信機1501内のチャネル推定器1506は、それが算出した推定情報（或いはこれに外挿補間を行って得られる推定情報）を、第1方向リンク上のA局の送信機1501内の適応変調/符号器1504に通知する。この適応変調/符号器1504は、その通知された推定情報に従って変調指数情報を設定し、送信信号 $x(i)$ を上記変調指数情報と共にチャネル1502内の第1方向リンクに送信する。

【0011】このようにして、変調指数情報のピンポン伝送が実現される。一方、チャネル1502が、第1方向リンクのフェージングと第2方向リンクのフェージングとが相関の無いチャネル、例えばFDD（周波数分割）チャネルである場合には、下記制御が実行される。

【0012】まず、第1方向リンク上のB局の受信機1501内のチャネル推定器1506は、受信信号 $y(i)$ に含まれる変調指数情報に基づいてチャネル1502のパワー利得を推定し、算出した推定情報をそのB局の受信機1501内の復調/復号器1507に通知する。その復調/復号器1507は、第1方向リンクから受信した受信信号 $y(i)$ に対して、上記推定情報に応じた復調/復号処理を実行する。また、上記B局の受信機1501内のチャネル推定器1506は、それが算出した推定情報（或いはこれに外挿補間を行って得られる推定情報）を、第1方向リンク用のフィードバックチャネル1508を使って、第1方向リンク上のA局の送信機1501（図15(a)内の適応変調/符号器1504にフィードバックさせる。この適応変調/符号器1504は、そのフィードバックされた変調指数情報を設定し、送信信号 $x(i)$ を上記変調指数情報と共にチャネル1502内の第1方向リンクに送信する。

【0013】第2方向リンクについても、上記と全く同様のフィードバック機構が必要となる。図15(a)において、送信機1501内の電力制御部1505は、前述したパワー適応処理を実現する。

【0014】図15(b)は、送信機1501内の適応変調/符号器1504及び受信機1501内の復調/復号器1507において選択され得る各変調方式の信号点配置の例を示す図であり、QPSK（Quadri-Phase Shift Keying）、16QAM（16Quadrature Amplitude Modulation）、64QAM等の変調方式が選択可能である。

【0015】上述したように、適応変調方式は、変調方式の適応制御に関する処理部を有するため、非適応変調方式に比較して、通信特性と演算量（複雑度）に関してトレードオフを有する。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】ここで、上述の従来の適応変調方式では、送信機1501が送信する送信信号 $x(i)$ には、上述のように、その送信機1501内の適応変調／符号器1504で設定された変調指数情報を制御信号として重畳する必要があるため、信号の伝送効率が低下してしまうという問題点を有していた。

【0017】この制御信号は、状態変化の周期（例えば正規化フェージング周期）毎に伝送されなければならない。そして、この制御信号の受信誤りは1周期（1ブロック）分の全ての受信情報の紛失を引き起こすため、この制御信号の受信誤り率をかなり低く抑えなければならない。このため、従来の適応変調方式では、制御信号の誤り訂正のためのオーバーヘッド情報も必要になってしまうという問題点を有していた。

【0018】なおこれまでに、他の目的で用いられる制御信号中（例えばプリアンプル）に変調指数情報を埋め込み、受信側で復調（推定ではない）することにより、伝送効率の低下を防止する方式も提案されているが、上記制御信号のパターンに制限が加わるため、一般性、汎用性に欠けるものであった。

【0019】本発明の課題は、特にチャネルパワー利得に基づいて変調指数を変化させる適応変調方式において、送信側において制御信号を何ら送信することなく、受信側において変調指数を最尤推定可能とすることにより、信号の伝送効率の低下を防止することにある。

【0020】

【課題を解決するための手段】本発明は、伝搬路の状況に応じて適応的に変調指数を変化させる無線伝送技術を前提とする。

【0021】本発明の第1の態様は、以下の構成を有する。まず、送信時の変調指数の情報が付加されていない受信信号に対して、各変調指数における搬送波電力の平均値又は期待値が算出される。

【0022】次に、その算出された各変調指数における搬送波電力の平均値又は期待値と、その各変調指数毎に予め規定される搬送波電力の基準平均値又は基準期待値との差がその各変調指数毎の尤度値として算出される。

【0023】そして、その各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数が、受信信号の変調指数として推定される。上述の本発明の第1の態様の構成により、移動通信などの、フェージング環境下における運用が想定されるシステムにおいて、伝搬路の状況に応じて適応的に変調指数（及び送信電力）を変化させる無線伝送技術において、ビット誤り率（つまり瞬時 $E_s/N_0$ ）を一定とする際の各変調指数の平均CNRの違いに

着目し、これを基にした尤度値を用いることで、従来必要であった送信時の変調指数に関する情報を得ることなく、送信された変調指数を受信信号のみから最尤推定することが可能となる。

【0024】上述の発明の構成において、受信シンボル毎に尤度計算を行うことにより、尤度値の絶対値を小さくするように構成することができる。本発明の第2の態様は、以下の構成を有する。

【0025】まず、送信時の変調指数の情報が付加されていない受信信号に対して、各変調指数における搬送波電力の分散値が算出される。次に、その算出された各変調指数における搬送波電力の分散値と、その各変調指数毎に予め規定される搬送波電力の基準分散値との差がその各変調指数毎の尤度値として算出される。

【0026】そして、その各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数が、受信信号の変調指数として推定される。上述の本発明の第2の態様の構成により、各変調指数の信号点の分散の違いに着目し、これを基にした尤度値を用いることで、より精度のよい受信信号のみからの変調指数の最尤推定が可能となる。

【0027】本発明の第3の態様は、以下の構成を有する。まず、送信時の変調指数の情報が付加されていない受信信号に対して、各変調指数における搬送波電力の標本分散値が算出される。

【0028】次に、その算出された各変調指数における搬送波電力の標本分散値と、その各変調指数毎に予め規定される搬送波電力の基準標本分散値との差がその各変調指数毎の尤度値として算出される。

【0029】そして、その各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数が、受信信号の変調指数として推定される。上述の本発明の第3の態様の構成により、各変調指数の信号点の標本分散と基準標本分散との距離を基にした尤度値を用いることで、更に精度のよい受信信号のみからの変調指数の最尤推定が可能となる。

【0030】本発明の第4の態様は、以下の構成を有する。まず、送信時の変調指数の情報が付加されていない受信信号に対して、各変調指数における搬送波電力の分散値が算出される。

【0031】次に、その算出された各変調指数における搬送波電力の分散値と、その各変調指数毎に予め規定される搬送波電力の基準標本分散値との差がその各変調指数毎の尤度値として算出される。

【0032】そして、その各変調指数毎の尤度値のうち最尤値に対応する変調指数が、受信信号の変調指数として推定される。上述の本発明の第4の態様の構成により、各変調指数の信号点の分散と基準標本分散との距離を基にした尤度値を用いることで、精度のよいかつ演算効率のよい受信信号のみからの変調指数の最尤推定が可能となる。

【0033】ここまでの発明の構成において、システム

において許容された推定誤り率に応じて、同一の変調指数で送信される信号の推定ブロック長を設定するように構成することができる。これはまた、フェージング周期からブロック長が設定される場合、その推定シンボル数（ブロック長）は、それ以下の値で自由に設定できることを意味している。

【0034】ここまでの発明の構成において、受信信号レベルを取得し、その受信信号レベルに基づいて、尤度値を算出する変調指数の範囲を限定するように構成することができる。

【0035】ここまでの発明の構成において、前回の推定時に推定された変調指数に基づいて、今回の推定時に尤度値を算出する変調指数の範囲を限定するように構成することができる。

【0036】ここまでの発明の構成において、他の最尤判定アルゴリズムにおいて算出された信号点間距離情報があるスレッシュホールドを越えた場合に、その変調指数においてはそれ以降の尤度値の推定演算を中止するように構成することができる。

【0037】ここまでの発明の構成において、送信時の変調指数を固定に設定することにより非適応変調方式を実現することができる。

【0038】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照しながら本発明の実施の形態について詳細に説明する。＜本発明の第1の原理＞図1は、本発明の原理図である。

【0039】本発明は、各変調指数の平均CNRの違いに着目するものである。例えば、Square-QAM変調方式が採用される場合に、その変調指数として、2（QPSK）、4（16QAM）、6（64QAM）において、上記平均CNRはそれぞれ、 $\gamma_{QPSK} = \delta / \sigma_N^2$ 、 $\gamma_{16QAM} = 5\delta / \sigma_N^2$ 、 $\gamma_{64QAM} = 21\delta / \sigma_N^2$ である。ここで、 $2\delta$ は（最小）信号点間距離、 $\sigma^2$ は熱雑音の分散である。また、それぞれの平均ビット誤り率の理論値はこの平均CNRに基づいて算出される。

【0040】これらの値を見ればわかるように、信号点間距離および熱雑音を同一、つまり $E_s/N_0$ を同一にすることでシンボル誤り率を同じくする条件において、各変調指数における平均CNRが異なる。本発明は、この事実を利用する。

【0041】具体的には本発明の第1の原理においては、熱雑音が無く（ $\sigma_N^2 \rightarrow 1$ とする）、かつ信号点間距離が2である時の各変調指数の平均搬送波電力（ $P_{ML}$ ）、 $P_{QPSK} = 2.0$ 、 $P_{16QAM} = 10.0$ 、 $P_{64QAM} = 42.0$ を基準オフセットとして、受信信号電力が測定される。ここで、システムで予め設定された状態変化の周期（以後、ブロック長と呼ぶ）を $L$ とし、推定に用いるシンボル数（推定ブロック長）を $N$ （ $L \geq N$ ）とし、また、時点 $i$ における受信信号点を $r(i)$ とすると、各変調指数（Modulation Level: ML）の尤度関数 $\Lambda_{ML}$ は、

【0042】

【数1】

$$\Lambda_{ML} = |N \cdot P_{ML} - \sum_i^N r_i^2|$$

【0043】である。これより、各変調指数に対応する尤度関数 $\Lambda_{QPSK}$ 、 $\Lambda_{16QAM}$ 、 $\Lambda_{64QAM}$ は、それぞれ、

【0044】

【数2】

$$\Lambda_{QPSK} = |N \cdot P_{QPSK} - \sum_i^N r^2(i)|,$$

【0045】

【数3】

$$\Lambda_{16QAM} = |N \cdot P_{16QAM} - \sum_i^N r^2(i)|,$$

【0046】

【数4】

$$\Lambda_{64QAM} = |N \cdot P_{64QAM} - \sum_i^N r^2(i)|,$$

【0047】となる。本発明の第1の原理では、各変調指数に対応する尤度関数 $\Lambda_{ML}$ のうち最小値（最尤値）を有するものが、変調指数の推定結果として用いられる。

【0048】即ち図1に示されるように、各変調指数 $ML\#1$ 、 $ML\#2$ 、 $\dots$ 、 $ML\#X$ 毎に、 $\#1 \sim \#X$ の変調指数推定部102が、数1式（例えば数2～数4式）に基づいて、受信信号101から尤度関数 $\Lambda_{ML\#1}$ 、 $\Lambda_{ML\#2}$ 、 $\dots$ 、 $\Lambda_{ML\#X}$ を演算する。

【0049】また、各変調指数 $ML\#1$ 、 $ML\#2$ 、 $\dots$ 、 $ML\#X$ 毎に、 $\#1 \sim \#X$ の変調指数復調部103が、それぞれの変調指数に対応する復調処理を実行する。そして、最小尤度関数値セクタ104が、 $\#1 \sim \#X$ の変調指数推定部102から出力される各尤度関数 $\Lambda_{ML\#1}$ 、 $\Lambda_{ML\#2}$ 、 $\dots$ 、 $\Lambda_{ML\#X}$ のうち、最小値を有するものを選択し、データセクタ105に対して、その最小値に対応する変調指数復調部103の出力を復調信号106として出力させる。

【0050】ただし、熱雑音の分散が同一であっても、同一測定シンボルにおける各変調指数の信号点分散は異なる。これはランダム情報源が仮定された場合に或る変調指数における全信号点の出現頻度を一定とするためには、変調指数が大きいかほどシンボル数を大きくとる必要があるためである。例えば、数2式～数4式に示されるサンプル数が $N$ である例における各変調指数の平均搬送波電力の分散には、

【0051】

【数5】

$$\sigma_{P_{QPSK}}^2 < \sigma_{P_{BQAM}}^2 < \sigma_{P_{MQAM}}^2$$

【0052】の関係がある。これは本発明が、大数の法則に基づいており、Nを大きくとるほど、各変調指数の平均搬送波電力（期待値）の分散 $\sigma^2_{PML}$ が0に近づき、Nサンプルの標本平均値

【0053】

【外1】

$$\bar{P}^2$$

【0054】が期待値に近づくことを意味する。上記のように本発明の第1の原理では、サンプル数Nを同一とする条件のもとで各尤度関数値が計算されるため、熱雑音の分散 $\sigma^2$ （これは各変調指数に関して同じである）及び各変調指数の平均搬送波電力（期待値）の分散 $\sigma_{PML}$ の、2つのパラメータを考慮しなくてはならない。

【0055】前者は $E_s/N_0$ に依存しており、後者は各変調指数（特に最大の伝送効率を有する変調指数）に依存している。特に後者については、十分な数のサンプルが測定されない（Nが小さい）場合、熱雑音が無い場合であっても、伝送誤り（軽減不能誤り）が発生する。当然、（従来のビタビアルゴリズムで用いられている基準である）前者の分散が大きい場合にも、測定サンプル数が少ないと、その精度は低下する。

【0056】よって、サンプル数Nをある程度大きくとれば、上記の相互作用に起因して発生する、変調指数の推定誤りを、抑圧できる。システム設計においては、正規化フェージング周期の観点からだけでなく、ブロック誤り率（若しくは変調指数推定誤り率）の観点から、それらの推定誤り率の許容値を満たすサンプル数Nが決定される。

【0057】例えば変調指数の上記組合せでは、最大の伝送効率を有する64QAM変調方式において、N=30（シンボル）のときに、推定誤り率は $4 \times 10^{-4}$ 程度と高品質になる。

【0058】上述のシンボル数N=30は、例えばフェージング補償に用いられるパイロット信号の周期Lに比べて伝送速度が小さい場合であっても、パイロット周期あたりのシンボル数（数十シンボル）と同程度のシンボル数であり、伝送速度が中高速の場合には、パイロット周期あたりのシンボル数（数百～数千シンボル）に比較してかなり少ないシンボル数（サンプル数）となる。

【0059】つまり、パイロット信号の周期で変調指数が変化させられる場合には、特に中高速の場合に、かなり高品質（エラーレス）な推定精度を実現することが可能となる。

【0060】以上が本発明の第1の原理の基本である。変調指数が大きい変調方式、特にQAM変調方式の復調処理においては、各信号点間の判定スレッシュホールドに基づいて信号点判定が行われる。この場合には、信号空間における受信信号の座標及びそれに最も近い信号点の座

標が入力情報となる。よって、本発明が採用される場合に追加される演算は、受信信号のパワー値（二乗値）の計算部、1ブロック内でその累算を実行する累算部、及び推定変調指数の平均搬送波電力のオフセット加算（正確には減算）を実行する加算部のみである。ただし、この構成が、推定される変調指数の数に対応する組数だけ用意される。

【0061】これが本発明の第1の原理の具体的な構成例である。ここで、数1式は、各シンボル毎の計算式の和の形式を有する次式に変形することが可能である。

【0062】

【数6】

$$\Lambda_{ML} = \left| \sum_i^N (P_{ML} - r^2(i)) \right| = \left| \sum_i^N \lambda_i \right|$$

【0063】 $\lambda_i$ は変調指数推定用のブランチメトリック値となる。このブランチメトリック値は、平均搬送波電力と受信信号電力の差（相対値）であるため、数1式に示されるように平均搬送波電力の和と受信信号電力の和が別々に算出されてから最後にそれらの差が算出される方式よりも、計算時のダイナミックレンジを抑圧することができ、実際の装置において計算機資源を節約することが可能となる。

【0064】これが、本発明の第1の変形例である。また、現状のシステムにおいては、AGCやRSSI信号などにより受信信号レベルが測定されている。実際の通信においては、電波の伝搬ロスを考慮した回線設計（受信感度の設定）が行われており、この受信信号レベルの誤差がある範囲内にあれば、本発明において、この情報を補助情報として用いることが可能となる。例えば、ある受信信号レベルが測定できた場合、その受信信号レベルで送信される変調指数及びその前後の受信信号レベルで送信されるべき変調指数のみに対応する尤度関数値が計算されることにより、システムで設定された全ての変調指数を推定する必要はなくなる。これにより、全体の演算量を削減することが可能となる。

【0065】これが本発明の第1の原理における第2の変形例である。また、高速伝送の場合などのように、伝送シンボルに対してフェージング変動が比較的緩やかなシステムにおいては、例えば変調指数のUp/Down（つまり±1ステップ）の制御が行われるように構成することができる。この場合は、変調指数の制御タイミング毎に、±1若しくは0の3状態のみの変調指数の変化のみを考慮すればよいことになる。このようなシステムにおいては、前回の推定値がメモリに記憶され（若しくは初期値のみが記憶され、その後は差推定値のみが記憶され）、その記憶されている推定値に対して±1若しくは0の3状態のみが今回の推定値とされることによって、全体の演算量を削減することが可能となる。

【0066】これが本発明の第1の原理における第3の

変形例である。本発明は変調指数を最尤推定する方式であり、他の最尤判定方式、例えば誤り訂正（符号化変調を含む）やフェージング補償（等化など）におけるビタビアルゴリズムとの統合を考えた場合、その親和性は高い方式である。このようなシステムにおいて、1つの変調指数における推定時に、従来のブランチメトリック値（信号点間距離）があるスレッシュホールドを超えた場合、その変調指数においてはそれ以降の計算を中止することによって全体の演算量を削減できる。例えば64QAM信号が送信されている場合において、QPSK信号が推定されるような場合には、信号パワーの大きい信号点が受信されたときにおける（最も近い信号と受信信号の）信号点間距離は著しく大きくなることは自明である。このような場合は、ある程度のトレランス判定も含めた判定処理に基づいて演算を中止することによって、推定誤りを減少させることができる。

【0067】これが本発明の第1の原理における第4の変形例である。更に、本発明は、受信側で得られる情報のみを用いて推定する技術であり、前記従来技術の1つのように他の制御情報即ち送信信号をも用いていないため、変調指数を固定に設定するだけで非適応変調方式のシステムに対応することが可能である。これはつまり、適応変調方式と非適応変調方式の2方式が共存するシステムであって例えば片方向のみ適応変調方式が採用されるようなシステムでは、両方式の完全な共存が実現され、双方向で適応変調方式が採用されるようなシステムでは、基地局／端末において最大限のコモナリティを獲得することが可能となることを意味している。

【0068】これが本発明の第1の原理における第5の変形例である。

<本発明の第1の原理に基づく各実施の形態> 上述の本発明の第1の原理に基づく各実施の形態について、以下に詳細に説明する。

【0069】以下の各実施例では、変調指数2（QPSK変調方式）、変調指数4（16QAM変調方式）、変調指数6（64QAM変調方式）、及び変調指数8（256QAM変調方式）が選択され得る適応変調方式が採用される。

【0070】図2は、図1に示される本発明の原理構成に対応する本発明の第1の実施の形態の構成図である。各変調指数2、4、6、8毎に、QPSK推定部202、16QAM推定部203、64QAM推定部204、256QAM推定部205が、前記数2式～数4式等（256QAMの場合も同様）に基づいて、受信信号フレーム201から尤度関数 $\Lambda_{\text{QPSK}}$ 、 $\Lambda_{\text{16QAM}}$ 、 $\Lambda_{\text{64QAM}}$ 、 $\Lambda_{\text{256QAM}}$ を演算する。

【0071】また各変調指数2、4、6、8毎に、QPSKデマッパ(demapper) 206、16QAMデマッパ207、64QAMデマッパ208、256QAMデマッパ209が、それぞれの変調指数に対応する復調処理

を実行し、復調結果をNディレイ回路211、212、213、214にそれぞれ一時保持する。

【0072】そして最小尤度関数値セクタ210が、上記各尤度関数 $\Lambda_{\text{QPSK}}$ 、 $\Lambda_{\text{16QAM}}$ 、 $\Lambda_{\text{64QAM}}$ 、 $\Lambda_{\text{256QAM}}$ のうち、最小値を有するものを選択し、データセクタ215に対して、その最小値に対応するNディレイ回路（211～214のうちの何れか）の出力を復調信号216として出力させる。

【0073】図3は、送信側から送信される送信信号の伝送フォーマットの一例を、従来技術と本実施の形態とで比較した図である。なお、説明の簡単のため、フェージング補償用制御信号などは除かれている。

【0074】図3(a)に示される従来技術では、伝送フォーマット中には、情報信号Iの他に、変調指数を変化させる周期（例えば正規化フェージング周期）毎に、変調指数信号MLが内挿されている。

【0075】一方、図3(b)に示される本実施の形態では、伝送フォーマット中には、変調指数信号は含まれず、システムで決定された上記周期毎に、チャネル状態に応じた変調指数を使って、情報信号が格納されている。上記周期（1ブロック＝Nシンボル）毎に変調指数が推定されることによって、参照信号無しに復調（及び復号）が可能となる。

【0076】図4は、システムで許容された推定誤り率を達成するシンボル数Nが上記しより小さい場合における、図2に示される実施の形態の動作を示している。この場合、受信側ではN個までのシンボルから算出される尤度関数値を用いて推定が行われるため、1ブロック中のL個の全シンボルについて計算を行わなくてよい。また、L個の全シンボルについて計算が行われる（ $N=L$ とする）ことにより、従来のシステムに較べてかなり高品質な推定精度を提供できる。

【0077】図5は、図1の各推定部202、203、204、又は205の具体的な回路構成を示す図である。図5の構成では、前述の数1式に従い、まず二乗回路601が、受信信号ディテクタ508から出力される受信信号 $r(i)$ （ $i=1, 2, \dots, N$ ）に対して二乗演算を実行することにより、受信信号電力値 $r^2(i)$ を算出する。

【0078】次に、加算器502とディレイ回路503からなる累算器が、二乗回路501から出力される受信信号電力値 $r^2(i)$ を順次累算する。これは、数1式右辺の2項の演算に対応する。

【0079】次に、Nシンボルカウンタ504が1ブロック分のNシンボルをカウントした時点で、上記累算値がスイッチ505から出力される。続いて、減算器506が、各変調指数の平均搬送波電力値 $P_{\text{ML}}$ （ $\text{ML}=\text{QPSK}, 16\text{QAM}, 64\text{QAM}, \text{又は} 256\text{QAM}$ ）から上記累算値を減算し、更に絶対値演算回路607が、上記減算結果値の絶対値を演算し、その演算結果を尤度



関数 $\Lambda_{ML}$  ( $ML=QPSK$ 、 $16QAM$ 、 $64QAM$ 、又は $256QAM$ )として出力する。

【0080】図6は、図2に示される本発明の第1の実施の形態における $QPSK$ 推定部202、 $16QAM$ 推定部203、 $64QAM$ 推定部204、又は $256QAM$ 推定部205を実現する本発明の第2の実施の形態の構成図であって、変調指数推定用ブランチメトリック値計算用モジュールを示している。この構成は、＜本発明の第1の原理＞で前述した本発明の第1の原理における第1の変形例に対応する。

【0081】図6の構成においては、前述の数6式に従い、まず減算器602が、二乗回路601から出力される受信信号電力値 $r^2(i)$  ( $i=1, 2, \dots, N$ )から、各変調指数の平均搬送波電力値 $P_{ML}$  ( $ML=QPSK$ 、 $16QAM$ 、 $64QAM$ 、又は $256QAM$ )を減算することにより、ブランチメトリック値 $\lambda_i$ を算出する。

【0082】次に、加算器603とディレイ回路604からなる累算器が、減算器602から出力されるブランチメトリック値 $\lambda_i$ を順次累算する。続いて、 $N$ シンボルカウンタ605が1ブロック分の $N$ シンボルをカウントした時点で、上記累算値がスイッチ606から出力される。

【0083】そして、絶対値演算回路607が、上記累算値の絶対値を演算し、その演算結果を尤度関数 $\Lambda_{ML}$  ( $ML=QPSK$ 、 $16QAM$ 、 $64QAM$ 、又は $256QAM$ )として出力する。

【0084】このような回路構成により、前述したように、各回路素子のダイナミックレンジを抑圧することができる。図7は、 $RSSI$ 信号を用いた本発明の第3の実施の形態の構成図を示しており、＜本発明の第1の原理＞で前述した本発明の第1の原理における第2の変形例に対応する。この図において、本発明の第1の実施の形態に係る図2の場合と同じ番号又は記号が付された部分は、図2の場合と同じ機能を有する。

【0085】 $RSSI$ 信号は受信信号レベルを表すが、一般にここで考えられている瞬時レベルの平均電力ではなく、もっと長時間における平均受信電力を測定するために用いられる。よって、瞬時若しくは短時間内の変動に追従するものではない。

【0086】 $RSSI$ 測定器702は、スレッショルド判定によって、送信時の変調指数の大まかな推定を行う。これにより、変調指数の推定範囲が絞り込まれる。この意味では、 $RSSI$ 信号に基づいて得られた変調指数の推定値は補助情報とも考えられる。このように精粗2段の推定が行われることにより、演算量が多い後段における処理負荷を軽減させることが可能となる。

【0087】図7に示されるように、 $RSSI$ 測定器702は、例えば $16QAM$ 変調方式に対応する受信信号レベルを測定した場合、4つある推定器202～205

のうち、 $16QAM$ 推定部203、 $QPSK$ 推定部202、及び $64QAM$ 推定部204の3つのみを動作させることを指示する選択信号 $ML\_SEL$ を変調指数セクタ701に供給する。

【0088】この結果、変調指数セクタ701は、上記3つの推定部に対してのみ、受信信号フレーム201を与えて動作指示を行う。このようにして、変調指数の推定範囲が絞り込まれない場合に比較して、全体の演算量を3/4に削減できる。

【0089】図8は、変調指数のUp/Down制御を行う適応変調方式を用いた本発明の第4の実施の形態の構成図を示しており、＜本発明の第1の原理＞で前述した本発明の第1の原理における第3の変形例に対応する。この図において、本発明の第1の実施の形態に係る図2の場合と同じ番号又は記号が付された部分は、図2の場合と同じ機能を有する。

【0090】図8の構成では、最小尤度関数値セクタ210における前回の推定値が、前推定値格納メモリ803に記憶される。そして、推定範囲選択器802が、前推定値格納メモリ803に記憶されている前回の推定値に対して $\pm 1$ 若しくは0の3状態のみを今回の推定値とする。

【0091】図8に示されるように、前推定値格納メモリ803に記憶されている前回の推定値が例えば $16QAM$ 変調方式である場合、推定範囲選択器802は、4つある推定器202～205のうち、 $16QAM$ 推定部203、 $QPSK$ 推定部202、及び $64QAM$ 推定部204の3つのみを動作させることを指示する選択信号 $ML\_SEL$ を変調指数セクタ801に供給する。

【0092】この結果、変調指数セクタ801は、上記3つの推定部に対してのみ、受信信号フレーム201を与えて動作指示を行う。このようにして、変調指数の推定範囲が絞り込まれない場合に比較して、全体の演算量を3/4に削減できる。

【0093】図9は、ビタビ復号法を用いた復号器との結合方式である本発明の第5の実施の形態の構成図を示しており、＜本発明の第1の原理＞で前述した本発明の第1の原理における第4の変形例に対応する。この図において、本発明の第1の実施の形態に係る図2及び図5の場合と同じ番号又は記号が付された部分は、それらの図の場合と同じ機能を有する。なお、図9では、 $QPSK$ 変調方式に関する部分についてのみ示されているが、他の $16QAM$ 、 $64QAM$ 、 $256QAM$ の各変調方式についても同様の構成を有する。

【0094】ビタビアルゴリズムは、そのシンボルにおける尤度値(ブランチメトリック) $\mu(i)$ を、受信信号ディテクタ508で検出された受信ベクトル $r(i)$ とそれに最も近い信号点ベクトル $r_{min}(i)$ との距離の二乗値、即ち、下記数7式として定義される。

【0095】

【数 7】

$$\mu(i) = (r(i) - r_{\min}(i))^2$$

【0096】例えばQPSK変調方式の場合、この尤度値 $\mu(i)$ は図9に示されるように、距離算出器901が、受信信号ディテクタ508で検出された受信ベクトル $r(i)$ とQPSKデマッパ206から出力される信号点ベクトル $r_{\min}(i)$ との距離の二乗値を計算する。

【0097】本実施の形態では、この尤度値 $\mu(i)$ が変調指数の推定のためにも使用されるため、変調指数 $ML$ に対する尤度値 $\mu_{ML}(i)$ を、次式によって定義する。

【0098】

【数 8】

$$\mu_{ML}(i) = (r(i) - r_{\min}^{(ML)}(i))^2$$

【0099】本実施の形態では、尤度値 $\mu_{ML}(i)$ に対するスレッシュホールド値 $\epsilon$ に対して、

【0100】

【数 9】

$$\mu_{ML}(i) > \epsilon$$

【0101】が成立するとき、若しくは上記尤度値 $\mu_{ML}(i)$ であるブランチメトリック値の累算値であるパラメトリック値 $\Gamma_{ML}$ が、これに対応するスレッシュホールド値 $E$ に対して、

【0102】

【数 10】

$$\Gamma_{ML} > E$$

【0103】が成立するとき、その変調指数における推定及び復号処理が中止されるように構成される。なお、上記スレッシュホールド値 $\epsilon$ 又は $E$ は、本実施の形態のシステムにおいて規定される $E_b/N_0$ の最悪値に基づいて決定される。

【0104】例えば64QAM信号が送信されている場合においてQPSK信号が推定される場合を考えてみる。64QAM変調方式においては、熱雑音が無い場合に最も外側の信号点 $r(i)$ が伝送された時、その座標は例えば(+7, +7)となる。一方、QPSK推定部202において、上記信号点に最も近い信号点 $r_{\min}(i)$ は(+1, +1)である。従って、QPSK変調方式において算出される尤度値 $\mu_{QPSK}(i)$ は、次式に示されるようにして算出される。

【0105】

【数 11】

$$\mu_{QPSK}(i) = (7-1)^2 + (7-1)^2 = 72$$

【0106】この尤度値 $\mu_{QPSK}(i)$ は、図11に示されるように、72となり、信号点間距離(=2)に較べてかなり大きい値をもつことがわかる。このような場合には、QPSK推定部202における推定動作が中止され

る。

【0107】より具体的には、距離算出器902から出力される尤度値 $\mu(i)$ 又はそれを累算器902で累算して得られる累算値 $\Gamma$ と、それぞれに対応するスレッシュホールド値 $\epsilon$ 又は $E$ とが、スレッシュホールドディテクタ903により比較される。そして、このディテクタは、上記数9式又は数10式が成立する場合に、QPSK推定部202に対して、推定動作の中止(OFF)を指示する。

【0108】本発明の第5の実施の形態の上述の構成により、変調指数の推定誤りを減少させることができる。図12は、本発明の前提条件である適応変調方式を用いたシステムとそうではない非適応変調方式を用いたシステムとが共存するシステムの構成図を示しており、<本発明の第1の原理>で前述した本発明の第1の原理における第5の変形例に対応する。

【0109】図12の構成では、適応変調方式を用いたシステムと非適応変調方式を用いたシステムは、それぞれセルとして構成される。前述したように、本発明では、適応変調方式において変調指数を変化させる際に、チャンネル上で新たな制御信号を伝送する必要がないため、チャンネル上のフレームフォーマットは全く同じとなる。

【0110】よって本発明による適応変調方式が実装された基地局(ベースステーション)及び端末(モバイルステーション)を用意しておくことにより、変調指数を固定にするだけで非適応変調方式に対応でき、かつ従来システムに何ら影響を与えないシステムを構成することが可能となる。

【0111】本発明は受信側のみに閉じた技術であるため、システムの違いを意識せずに受信動作が可能である。つまり、送信側で変調指数を固定にして送れば、受信側でも推定結果が常にある特定の変調指数に固定される。従って、上/下どちらか一方のみのリンクにおいて適応変調方式が採用されるシステムにおいて、適応変調方式と非適応変調方式の完全な共存が可能となる。

【0112】上り方向リンクのフェージングと下り方向リンクのフェージングとが相関の無いチャンネルを有するFDDシステム等に対しても、送信動作後所定時間内に、フィードバックチャンネル(図15(a)の1508を参照)を介して制御情報が返信されなければ最小の変調指数(例えばQPSK変調方式)で送信されるように構成されることにより、フィードバックチャンネルを必要としない本発明による適応変調方式システムを何ら変更を必要とせずに共存させることが可能となる。

【0113】双方向に適応変調方式が採用されるシステムであっても、本発明の場合には共通のフレームフォーマットが使用できるという利点は変わらない。これにより、従来システムの共存時(特に新システムへの移行期)におけるデュアルモードシステム下での装置のコモナリティを最大限に確保することが可能となり、基地局

／端末ともに、容量削減（ $1 + 1 = 1$  でよい）の効果が期待できる。

<本発明の第 2 の原理>次に、本発明の第 2 の原理について説明する。

【0114】ここまで説明した本発明の第 1 の原理に基づく適応変調方式では、前述の数 1 式に示されるように、各変調指数  $M_L$  における搬送波電力の平均若しくは期待値（1 次モーメント）が各変調指数  $M_L$  の尤度関数  $\Lambda_{ML}$  として用いられている。この場合、受信信号レベルの平均値（絶対値）に対してかなりの精度が要求されることになる。

【0115】そこで、本発明の第 2 の原理では、2 次モーメントである搬送波電力の分散を尤度として用いることにより、相対値による比較を可能とする。これにより、受信信号レベルの平均値（絶対値）そのものを利用しなくても精度の高い推定が可能となる。

【0116】具体的には、本発明の第 2 の原理は、各変調指数の CNR の分散（2 次モーメント）に着目するものである。本発明の第 1 の原理の場合と同様に、例えば、Square-QAM 変調方式が採用される場合に、その変調指数として、2（QPSK）、4（16QAM）、6（64QAM）において、上記平均 CNR はそれぞれ、 $\gamma_{QPSK} = \delta / \sigma^2$ 、 $\gamma_{16QAM} = 5 \delta / \sigma^2$ 、

$$x(i) = \frac{\sum_{l=1}^N r^2(l)}{N}$$

【0120】ここでシステムで予め設定された状態変化の周期（以後、ブロック長と呼ぶ）を  $L$  とし、推定に用いるシンボル数（推定ブロック長）を  $N$ （ $\leq L$ ）とする。このとき、受信信号の信号点の分散（2 次モーメント）は、下記数 1 3 式～数 1 5 式によって定義できる。

【0121】

【数 1 3】

$$\sigma^2 = E(x^2) - E^2(x)$$

【0122】

【数 1 4】

$$E(x^2) = \frac{\sum_{l=1}^N x^2(l)}{N}$$

【0123】

【数 1 5】

$$E^2(x) = \left\{ \frac{\sum_{l=1}^N x(l)}{N} \right\}^2$$

【0124】具体的には、本発明の第 2 の原理においては、熱雑音が無く（ $\sigma_N^2 \rightarrow 1$ ）、かつ信号点間距離が 2 である時の各変調指数の平均搬送波電力（ $P_{ML}$ ）の分散値、 $\sigma^2_{QPSK} = 0.0$ 、 $\sigma^2_{16QAM} = 16.0$ 、 $\sigma^2_{64QAM} = 336.0$  を基準オフセットとして、受信信号電力

$\gamma_{64QAM} = 21 \delta / \sigma^2$  である。ここで、 $2 \delta$  は（最小）信号点間距離、 $\sigma^2$  は熱雑音の分散である。また、それぞれの平均ビット誤り率の理論値はこの平均 CNR に基づいて算出される。これらの値を見ればわかるように、信号点間距離および熱雑音を同一、つまり  $E_s / N_0$  を同一にすることでシンボル誤り率を同じくする条件において、各変調指数における平均 CNR が異なる。

【0117】しかし、この期待値若しくは標本平均の期待値は絶対値であるため、この値に対する精度は当然要求される。しかし、分散は、平均値からのばらつきを数値化する尺度であり、平均値の絶対値を知る必要はない。よって、受信信号レベルが精度良く得られなくても、送信された変調指数の推定精度には何ら影響を及ぼさない。

【0118】今、時点  $i$  における受信信号を  $r(i)$  とすると、その電力は  $r^2(i)$  であり、これをランダム変数  $x(i)$  と定義する。本発明の第 1 の原理では、数 1 式で示したように、次式によって定義されるランダム変数  $x(i)$  の期待値（1 次モーメント）と、平均搬送波電力  $x_m$  との距離が、尤度関数値とされている。

【0119】

【数 1 2】

(12)

の分散が測定される。このとき、各変調指数の尤度関数  $\Lambda_{ML}$  は、

【0125】

【数 1 6】

$$\Lambda_{ML} = |\sigma_{P_{ML}}^2 - \sigma^2|$$

【0126】である。これより、各変調指数に対応する尤度関数  $\Lambda_{QPSK}$ 、 $\Lambda_{16QAM}$ 、 $\Lambda_{64QAM}$  は、それぞれ、

【0127】

【数 1 7】

$$\Lambda_{QPSK} = |\sigma_{P_{QPSK}}^2 - \sigma^2|,$$

【0128】

【数 1 8】

$$\Lambda_{16QAM} = |\sigma_{P_{16QAM}}^2 - \sigma^2|,$$

【0129】

【数 1 9】

$$\Lambda_{64QAM} = |\sigma_{P_{64QAM}}^2 - \sigma^2|,$$

【0130】となる。本発明の第 2 の原理では、本発明の第 1 の原理の場合と同様に、各変調指数に対応する尤度関数  $\Lambda_{ML}$  のうち最小値を有するものが、変調指数の推定結果として用いられる。従って、体系的な原理構

成は、本発明の第1の原理の場合と同様に、図1に示される。

【0131】ただし、本発明の第2の原理では、本発明の第1の原理の場合と同様、熱雑音の分散が同一であっても、同一測定シンボルにおける各変調指数の信号点分散は異なる。これはランダム情報源が仮定された場合に或る変調指数における全信号点の出現頻度を一定とするためには、変調指数が大きいほどシンボル数を大きくとる必要があるためである。例えば、数17式～数19式に示されるサンプル数がNである例における各変調指数の平均搬送波電力の分散に対する信頼度 $\nu_{ML}$ には、

【0132】

【数20】

$$\nu_{QPSK} > \nu_{16QAM} > \nu_{64QAM}$$

【0133】の関係がある。これは本発明が、大数の法則に基づいており、Nを大きくとるほど、各変調指数の平均搬送波電力（期待値）の分散に関する信頼度 $\nu_{ML}$ が0に近づき、Nサンプルの標本分散値 $\sigma^2(N)$ が真値に近づくことを意味する。

【0134】上記のように本発明の第2の原理では、サンプル数Nを同一とする条件のもとで各尤度関数値が計算されるため、熱雑音の分散 $\sigma^2_N$ （これは各変調指数に関して同じである）及び各変調指数の平均搬送波電力（期待値）の分散に関する信頼度 $\nu_{ML}$ の、2つのパラメータを考慮しなくてはならない。

【0135】前者は $E_s/N_0$ に依存しており、後者は各変調指数（特に最大の伝送効率を有する変調指数）に依存している。特に後者については、本発明の第1の原理の場合と同様に、十分な数のサンプルが測定されない（Nが小さい）場合、熱雑音が無い場合であっても、伝送誤り（軽減不能誤り）が発生する。また、本発明の第1の原理の場合と同様に、（従来のビタビアルゴリズムで用いられている基準である）前者の分散が大きい場合にも、測定サンプル数が少ないと、その精度は低下する。

【0136】よって、本発明の第2の原理でも、本発明の第1の原理の場合と同様に、サンプル数Nをある程度大きくとれば、上記の相互作用に起因して発生する、変調指数の推定誤りを、抑圧できる。

【0137】システム設計においては、本発明の第1の原理の場合と同様に、正規化フェージング周期の観点からだけではなく、ブロック誤り率（若しくは変調指数推定誤り率）の観点から、それらの推定誤り率の許容値を満たすサンプル数Nが決定される。

【0138】例えば変調指数の上記組合せでは、最大の伝送効率を有する64QAM変調方式において、N=50（シンボル）のときに、推定誤り率は $4 \times 10^{-4}$ 程度と高品質になる。

【0139】上述のシンボル数N=50は、例えばフェージング補償に用いられるパイロット信号の周期Lに較

べて伝送速度が小さい場合であっても、パイロット周期あたりのシンボル数（数十シンボル）と同程度のシンボル数であり、伝送速度が中高速の場合には、パイロット周期あたりのシンボル数（数百～数千シンボル）に比較してかなり少ないシンボル数（サンプル数）となる。

【0140】即ち、本発明の第2の原理においても、本発明の第1の原理の場合と同様に、パイロット信号の周期で変調指数が変化させられる場合には、特に中高速の場合に、かなり高品質（エラーレス）な推定精度を実現することが可能となる。

【0141】以上が本発明の第2の原理の基本である。次に尤度関数は、N個のランダム変数 $x_1, \dots, x_N$ の標本分散、

【0142】

【数21】

$$\bar{\sigma} = \frac{(x_1 - \bar{x})^2 + \dots + (x_N - \bar{x})^2}{N}$$

【0143】として考えることができる。ここで、標本平均は、

【0144】

【数22】

$$\bar{x} = \frac{x_1 + \dots + x_N}{N}$$

【0145】である。個々のランダム変数は、同じ平均値と分散、

【0146】

【数23】

$$E(x_i) = P_{ML},$$

【0147】

【数24】

$$\sigma_{x_i}^2 = \sigma_{P_{ML}}^2$$

【0148】を持っている。そして、それらは無相関、つまり、

【0149】

【数25】

$$E(x(i) - P_{ML})(x(j) - P_{ML}) = 0$$

【0150】

【数26】

$$i \neq j$$

【0151】である。このとき、その期待値は、

【0152】

【数27】

$$E(\bar{\sigma}) = \frac{N-1}{N} \sigma_{P_{ML}}^2$$

【0153】である。よって、受信信号のN個の標本分散 $r_1, \dots, r_N$ と、この期待値との距離を尤度関数

値とすることができる。このようにランダム変数列として受信系列を捉えることにより、推定精度の向上が可能となる。

【0154】具体的には、熱雑音が無く ( $\sigma_N^2 \rightarrow 1$  とする)、かつ信号点間距離が2であるときの各変調指数の平均搬送波電力 ( $P_{ML}$ ) の分散値、 $\sigma^2 P_{QPSK} = 0.0$ 、 $\sigma^2 P_{16QAM} = 16.0$ 、 $\sigma^2 P_{64QAM} = 336.0$  に測定サンプル数  $N$  に基づく係数  $\{(N-1)/N\}$  を基準オフセットとして、受信信号電力の分散が測定される。このとき、各変調指数の尤度関数  $\Lambda_{ML}$  は、

【0155】

【数28】

$$\Lambda_{ML}^* = \left| \frac{N-1}{N} \sigma_{P_{ML}}^2 - \bar{v} \right|$$

【0156】である。これより、各変調指数に対応する尤度関数  $\Lambda_{QPSK}$ 、 $\Lambda_{16QAM}$ 、 $\Lambda_{64QAM}$  は、それぞれ、

【0157】

【数29】

$$\Lambda_{QPSK}^* = \left| \frac{N-1}{N} \sigma_{P_{QPSK}}^2 - \bar{v} \right|,$$

【0158】

【数30】

$$\Lambda_{16QAM}^* = \left| \frac{N-1}{N} \sigma_{P_{16QAM}}^2 - \bar{v} \right|,$$

【0159】

【数31】

$$\Lambda_{64QAM}^* = \left| \frac{N-1}{N} \sigma_{P_{64QAM}}^2 - \bar{v} \right|,$$

【0160】となる。これが、本発明の第2の原理の第1の変形例である。そして、この場合においても、各変調指数に対応する尤度関数  $\Lambda_{ML}$  のうち最小値を有するものが、変調指数の推定結果として用いられる。この結果、推定誤り率を、 $1.5 \times 10^{-4}$  と、 $N$  シンボルの分散に基づいて最尤推定する数17式～数19式に示される方式に比較して、ほぼ1/3程度に低減させることが可能となる。

【0161】更に、数13式～数15式に基づいて分散  $\sigma^2$  を計算しつつ、上記第1の変形例における基準オフセットを用いることにより、特定の改善を図ることも可能である。具体的には、各変調指数の尤度関数  $\Lambda_{ML}$  は、

【0162】

【数32】

$$\Lambda_{ML}^{**} = \left| \frac{N-1}{N} \sigma_{P_{ML}}^2 - \sigma^2 \right|$$

【0163】である。これより、各変調指数に対応する尤度関数  $\Lambda_{QPSK}$ 、 $\Lambda_{16QAM}$ 、 $\Lambda_{64QAM}$  は、それぞれ、

【0164】

【数33】

$$\Lambda_{QPSK}^{**} = \left| \frac{N-1}{N} \sigma_{P_{QPSK}}^2 - \sigma^2 \right|,$$

【0165】

【数34】

$$\Lambda_{16QAM}^{**} = \left| \frac{N-1}{N} \sigma_{P_{16QAM}}^2 - \sigma^2 \right|,$$

【0166】

【数35】

$$\Lambda_{64QAM}^{**} = \left| \frac{N-1}{N} \sigma_{P_{64QAM}}^2 - \sigma^2 \right|,$$

【0167】となる。これが本発明の第2の原理の第2の変形例である。この結果、推定誤り率を、 $3 \times 10^{-4}$  と、 $N$  シンボルの分散に基づいて最尤推定する数17式～数19式に示される方式に比較して、ほぼ3/4程度に低減させることが可能となる。

<本発明の第2の原理に基づく各実施の形態> 上述の本発明の第2の原理に基づく各実施の形態について、以下に詳細に説明する。

【0168】以下の第6～第8の各実施例の基本的な構成としては、本発明の第1の原理に基づく、前述した本発明の第1、第3、第4、又は第5の実施の形態の構成(図2、図7、図8、又は図9)を採用することができる。

【0169】図12は、図2、図7、図8、又は図9に示されるQPSK推定部202、16QAM推定部203、64QAM推定部204、又は256QAM推定部205を実現する本発明の第6の実施の形態の構成図である。これは、本発明の第2の原理の基本に基づく実施の形態である。

【0170】図12において、二乗回路1201、1202、1205、累算器1203、1204、減算器1207、及び除算器1206、1208は、前述した数13式～数15式に基づいて、受信信号点の分散を算出する。

【0171】減算器1209は、数16式の右辺の絶対値の内部項を計算する。そして、絶対値演算回路1210は、数16式の右辺の絶対値演算を実行し、尤度関数値  $\Lambda_{ML}$  を出力する。

【0172】図13は、図2、図7、図8、又は図9に示されるQPSK推定部202、16QAM推定部203、64QAM推定部204、又は256QAM推定部205を実現する本発明の第7の実施の形態の構成図である。これは、本発明の第2の原理における第1の変形例に対応する。

【0173】図13で、二乗回路1301、累算器1302、及び除算器1303は、前述した数22式に基づく標本平均を計算し、減算器1304、二乗回路1305、及び除算回路1306は、数21式に基づく標本分散を計算する。

【0174】減算器1307は、数28式の右辺の絶対

値の内部項を計算する。そして、絶対値演算回路1308は、数28式の右辺の絶対値演算を実行し、尤度関数値 $\Lambda_{ML}$ を出力する。

【0175】図14は、図2、図7、図8、又は図9に示されるQPSK推定部202、16QAM推定部203、64QAM推定部204、又は256QAM推定部205を実現する本発明の第8の実施の形態の構成図である。これは、本発明の第2の原理における第2の変形例に対応する。

【0176】図14において、二乗回路1201、1202、1205、累算器1203、1204、減算器1207、及び除算器1206、1208は、図12の場合と同様であり、前述した数13式～数15式に基づいて、受信信号点の分散を算出する。

【0177】減算器1401は、数32式の右辺の絶対値の内部項を計算する。そして、絶対値演算回路1402は、数32式の右辺の絶対値演算を実行し、尤度関数値 $\Lambda_{ML}$ を出力する。

【0178】

【発明の効果】本発明の第1の態様の構成によれば、移動通信などの、フェージング環境下における運用が想定されるシステムにおいて、伝搬路の状況に応じて適応的に変調指数（及び送信電力）を変化させる無線伝送技術において、ビット誤り率（つまり瞬時 $E_s/N_0$ ）を一定とする際の各変調指数の平均CNRの違いに着目し、これを基にした尤度値を用いることで、従来必要であった送信時の変調指数に関する情報を得ることなく、送信された変調指数を受信信号のみから最尤推定することが可能となる。

【0179】この場合、受信シンボル毎に尤度計算を行うことにより、尤度値の絶対値、即ち尤度値のダイナミックレンジを小さく抑えることが可能となり、実際の装置において計算機資源を節約することが可能となる。

【0180】本発明の第2の態様の構成によれば、各変調指数の信号点の分散の違いに着目し、これを基にした尤度値を用いることで、更に精度のよい受信信号のみからの変調指数の最尤推定が可能となる。

【0181】本発明の第3の態様の構成によれば、各変調指数の信号点の標本分散と基準標本分散との距離を基にした尤度値を用いることで、更に精度のよい受信信号のみからの変調指数の最尤推定が可能となる。

【0182】本発明の第4の態様の構成によれば、各変調指数の信号点の分散と基準標本分散との距離を基にした尤度値を用いることで、精度のよかつ演算効率のよい受信信号のみからの変調指数の最尤推定が可能となる。

【0183】また、本発明において、システムにおいて許容された推定誤り率に応じて、同一の変調指数で送信される信号のブロック長が設定可能となることにより、特に中高速システムにおいて変調指数を変化させたい周

期（例えば正規化フェージング周期）が大きくなるため、この周期全てにおいて変調指数の推定を行うことにより、更に高品質な変調指数の推定が可能とする。またこの場合、許容推定誤り率を変えずに推定ブロック長を短縮できるため、演算量の削減が可能となる。

【0184】また、本発明において、受信信号レベルが取得され、その受信信号レベルに基づいて、尤度値を算出する変調指数の範囲が限定されることにより、推定全体の演算量を削減することが可能となる。

【0185】また、本発明において、前回の推定時に推定された変調指数に基づいて、今回の推定時に尤度値を算出する変調指数の範囲が限定されることにより、推定全体の演算量を削減することが可能となる。

【0186】また、本発明において、他の最尤判定アルゴリズムにおいて算出された信号点間距離情報があるスレッシュホールドを越えた場合に、その変調指数においてはそれ以降の尤度値の推定演算が中止されることにより、推定全体の演算量を削減することが可能となる。

【0187】更に、本発明において、送信時の変調指数を固定に設定することにより非適応変調方式を実現することができ、適応変調方式と非適応変調方式の2方式が共存するシステムであって例えば片方向のみ適応変調方式が採用されるようなシステムでは、両方式の完全な共存を実現でき、双方向で適応変調方式が採用されるようなシステムでは、基地局／端末において最大限のコモナリティを提供することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の原理図である。

【図2】本発明の第1の実施の形態の構成図である。

【図3】伝送フォーマットの比較を示した図である。

【図4】本発明の第1の実施の形態の動作説明図である。

【図5】本発明の第1の実施の形態における各推定部の構成図である。

【図6】本発明の第2の実施の形態における各推定部（変調指数推定用ブランチメトリック値計算部）の構成図である。

【図7】RSSI信号を用いた本発明の第3の実施の形態の構成図である。

【図8】変調指数のUp/Down制御を行う適応変調方式を用いた本発明の第4の実施の形態の構成図である。

【図9】ビタビ復号法との結合方式である本発明の第5の実施の形態の構成図である。

【図10】本発明の第5の実施の形態におけるスレッシュホールドによる演算中止の一例を示す図である。

【図11】適応／非適応共存システムの構成図である。

【図12】本発明の第6の実施の形態における各推定部の構成図である。

【図13】本発明の第7の実施の形態における各推定部

の構成図である。

【図 14】 本発明の第 8 の実施の形態における各推定部の構成図である。

【図 15】 適応変調方式の原理説明図である。

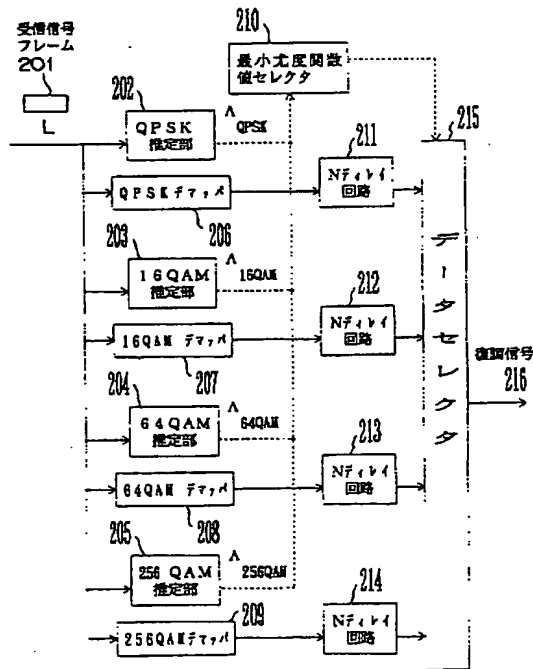
【符号の説明】

101 受信信号  
102 変調指数推定部  
103 変調指数復調部  
104、210 最小尤度関数値セクタ  
105、215 データセクタ  
106、216 復調信号  
201 受信信号フレーム  
202 QPSK 推定部  
203 16QAM 推定部  
204 64QAM 推定部  
205 256QAM 推定部  
206 QPSK デマッパ  
207 16QAM デマッパ  
208 64QAM デマッパ  
209 256QAM デマッパ

501、601、1201、1202、1301、1305 二乗回路  
502、603 加算器  
503、604 デレイ回路  
504、605 Nシンボルカウンタ  
505、606 スイッチ  
506、602、1207、1209、1304、1307、1401 減算器  
507、607、1210、1308、1402 絶対値演算回路  
508 受信信号ディテクタ  
701、801 変調指数セクタ  
702 RSSI 測定器  
802 推定範囲選択器  
803 前推定値格納メモリ  
901 距離算出器  
902、1203、1204、1302 累算器  
903 スレッシュホールドディテクタ  
1208、1303、1306 除算器

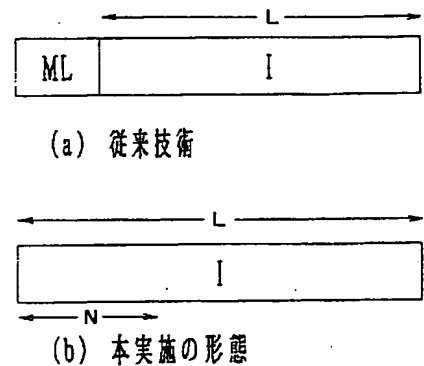
【図 2】

本発明の第 1 の実施の形態の構成図



【図 3】

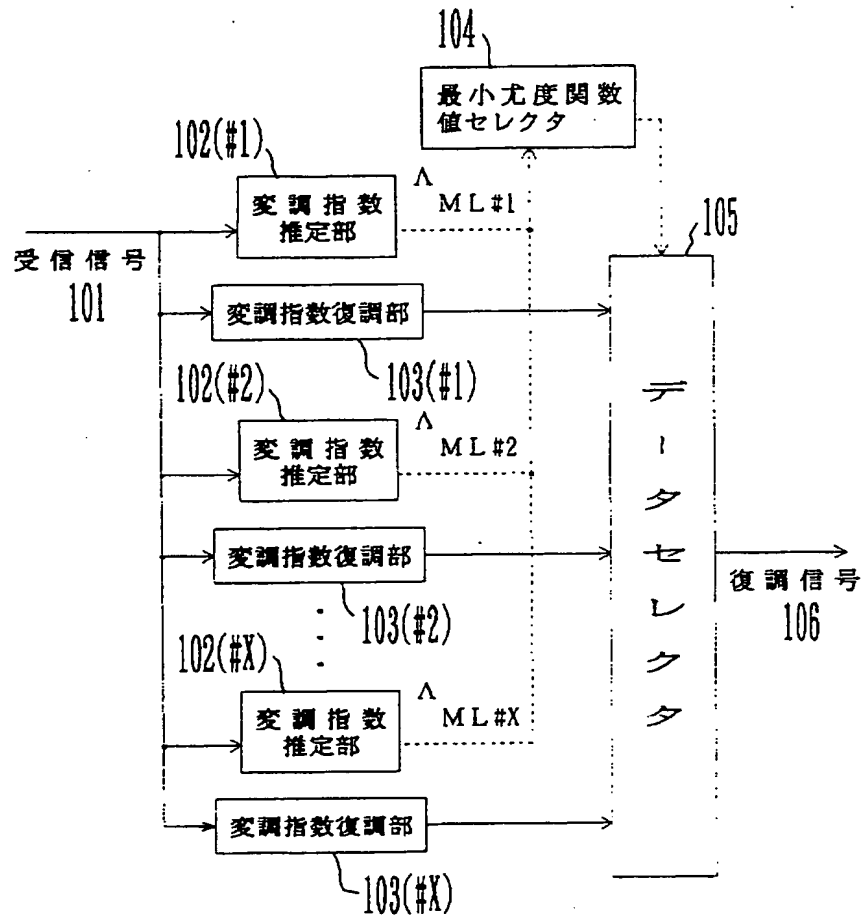
伝送フォーマットの比較を示した図



ML: Signals for Modulation Level  
I: Information Signals

【図1】

## 本 発 明 の 原 理 図

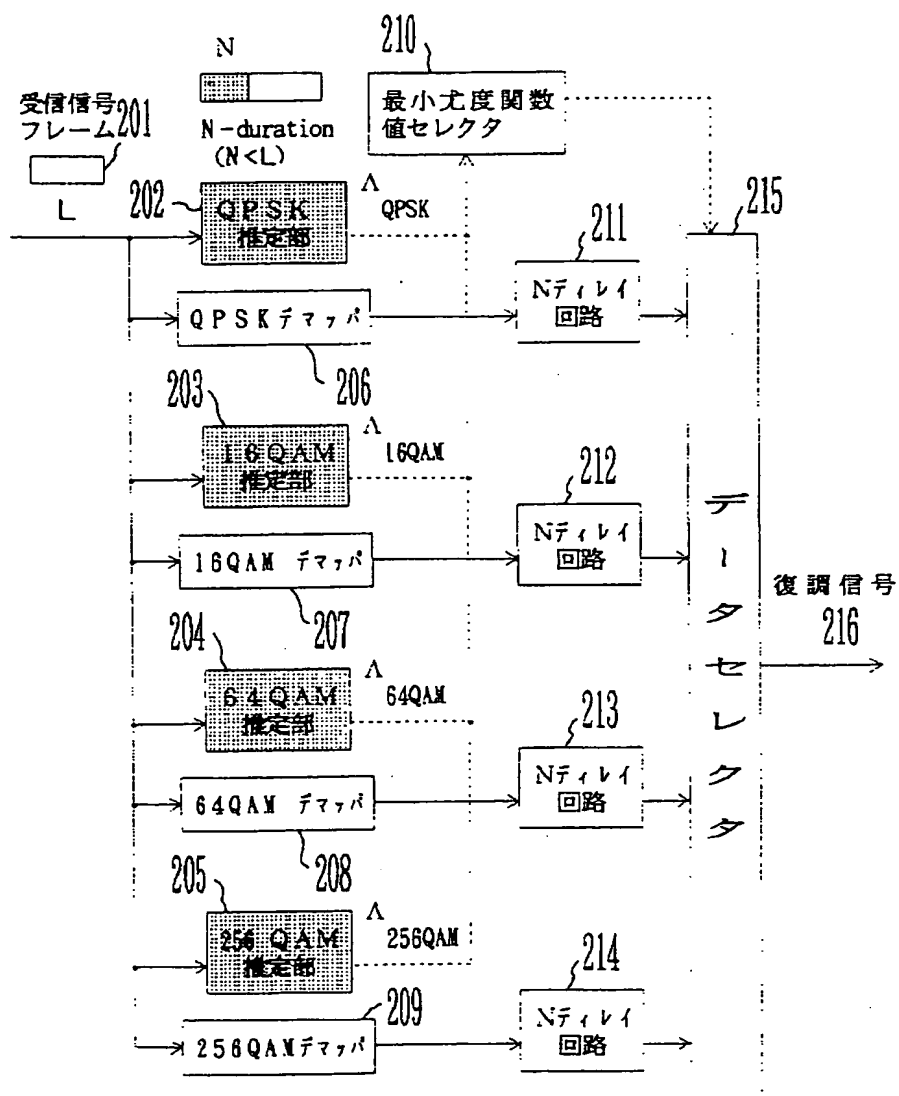


ML: Modulation Level



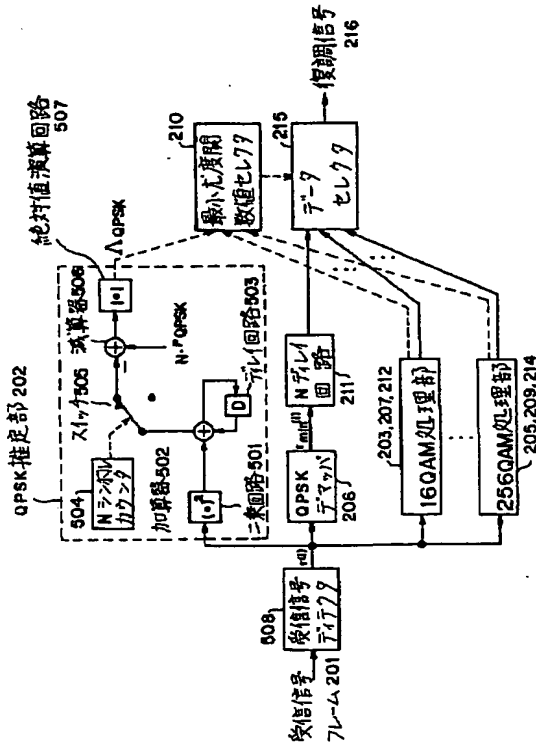
【図 4】

本発明の第 1 の実施の形態の動作説明図 ( $L > N$ )



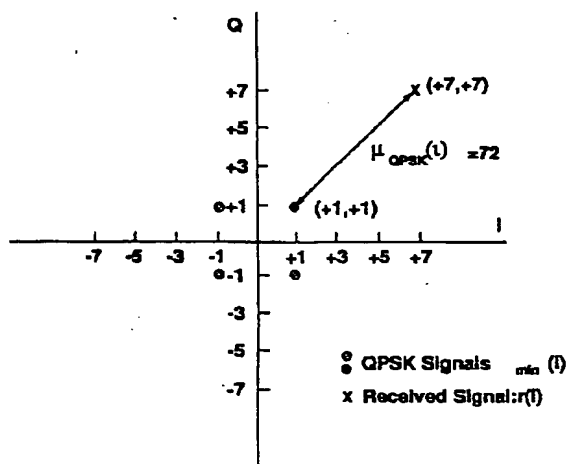
【図5】

本発明の第1の実施の形態における  
各推定部の構成図



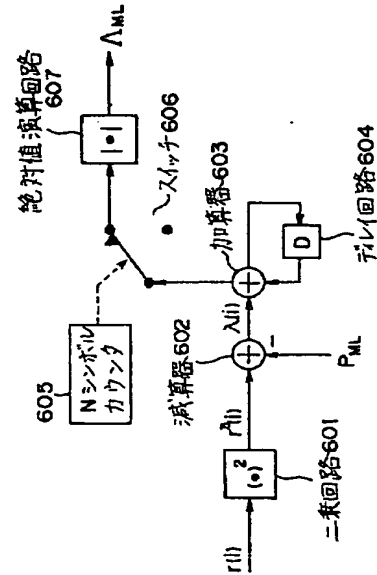
【図10】

本発明の第5の実施の形態における  
スレッシュホールドによる演算中止の一例を示す図



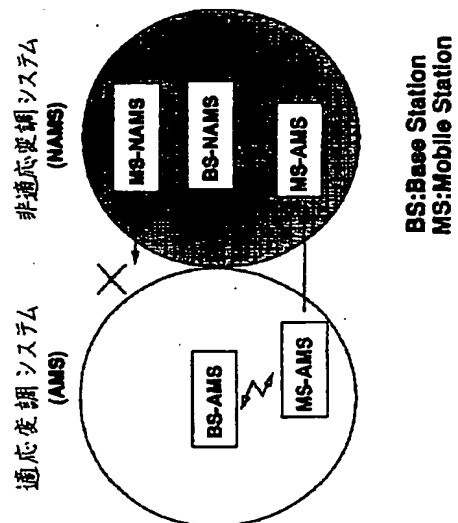
【図6】

本発明の第2の実施の形態における各推定部  
(変調指数推定用ブランチメトリック値計算部)の  
構成図



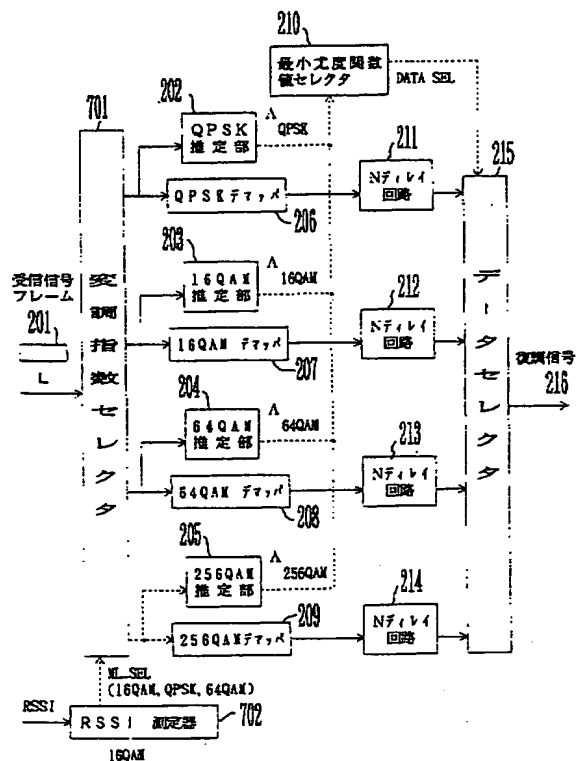
【図11】

適応/非適応共存システムの構成図

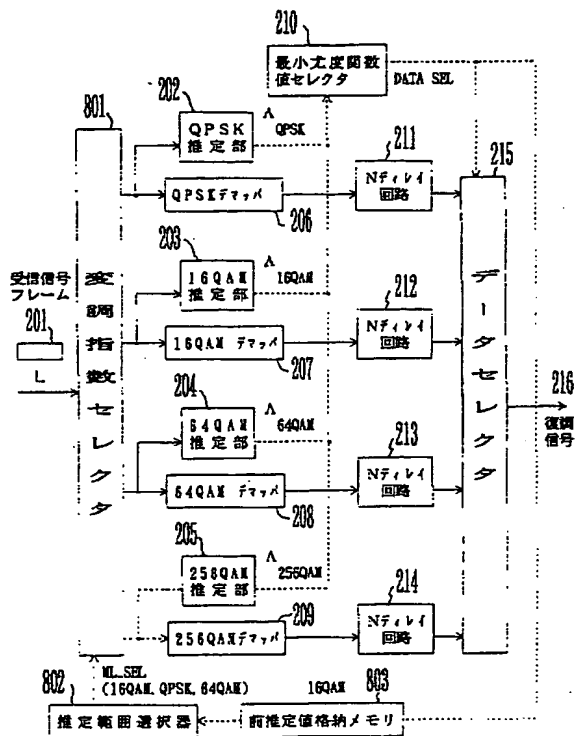


【図7】

RSSI信号を用いた本発明の第3の実施の形態の構成図

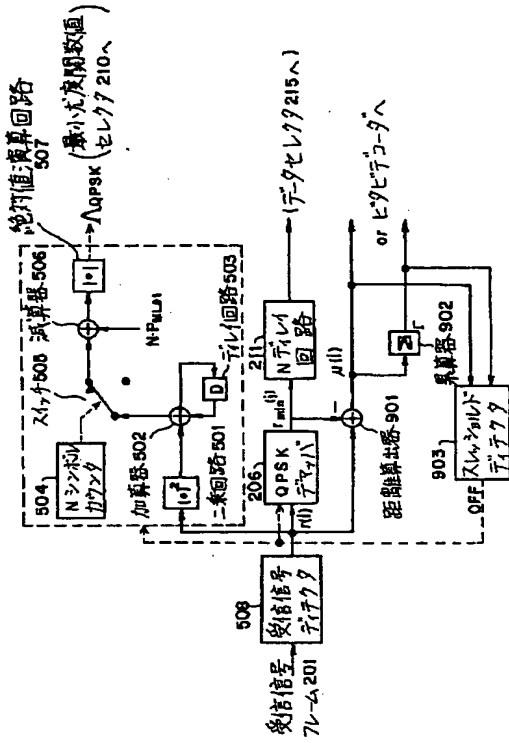


【図8】

変調指数のUp/Down 制御を行う適応変調方式を用いた  
本発明の第4の実施の形態の構成図

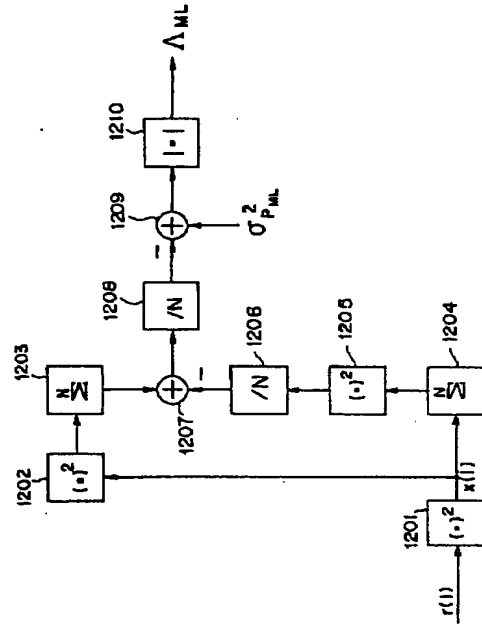
【図9】

ビタビ復号法との結合方式である本発明の  
第5の実施の形態の構成図



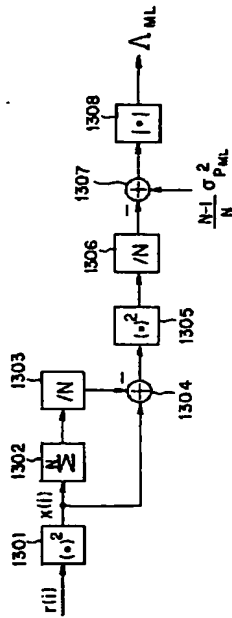
【図12】

本発明の第6の実施の形態における  
各推定部の構成図 ( $\sigma_{PML}^2 - \sigma^2$ )



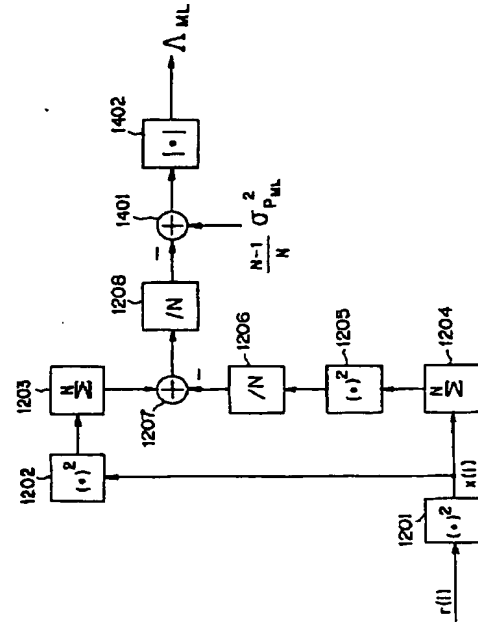
【図 1 3】

本発明のオアの実施の形態における  
各推定部の構成図 ( $(\frac{N-1}{N}\sigma_{P_{ML}}^2 - \bar{r})$ )



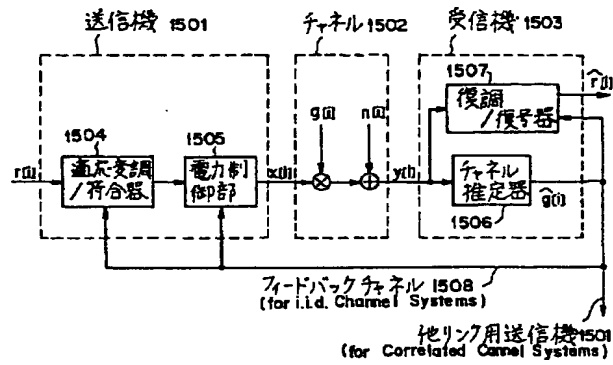
【図 1 4】

本発明のオアの実施の形態における  
各推定部の構成図 ( $(\frac{N-1}{N}\sigma_{P_{ML}}^2 - \sigma^2)$ )

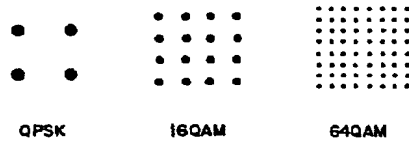


【図 1 5】

## 適応変調方式の原理説明図



(a) システムモデル



(b) 各変調方式における信号点配置例